

51

Int. Cl. 2:

H 04 L 27/02

19 BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

DEUTSCHES PATENTAMT



Behördenbesitz

DT 25 41 187 A1

11

Offenlegungsschrift 25 41 187

21

Aktenzeichen: P 25 41 187.4

22

Anmeldetag: 16. 9. 75

43

Offenlegungstag: 25. 3. 76

30

Unionspriorität:

32 33 31

16. 9. 74 Niederlande 7412226

54

Bezeichnung: Restseitenbandübertragungssystem für synchrone Datensignale

71

Anmelder: N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven (Niederlande)

74

Vertreter: Poddig, D., Dipl.-Ing., Pat.-Ass., 2000 Hamburg

72

Erfinder: Jager, Frank de, Eindhoven (Niederlande);
Martony, Juan Jose, Montevideo

Best Available Copy

DT 25 41 187 A1

DIETER PÖDDIG

Patentanwalt

Anwaltskanzlei P. Pöddig & Co. GmbH

Akten-Nr.: P 41 V 7230

Anmeldung vom: 15. 9. 1975

PHN 7730

WIJ/RJ

27.8.75

2541187

"Restseitenbandübertragungssystem für synchrone Datensignale".

- - - - -

Die Erfindung bezieht sich auf ein Restseitenbandübertragungssystem zur Übertragung synchroner Datensignale von einem Sender zu einem Empfänger über einen Übertragungskanal beschränkter Bandbreite, welcher Sender mit einer Datensignalquelle, einer Taktsignalquelle zur Synchronisierung der Datensignalquelle, einer Trägerquelle und einem Filter- und Modulationskreis versehen ist, der an die Datensignalquelle und die Trägerquelle zum Erzeugen eines restseitenbandamplitudenmodulierten Kanalsignals

609813/0808

2541187

-2-

angeschlossen ist und welcher Empfänger mit einem Selektionsfilter für das übertragene Kanalsignal, einem Kreis zur Rückgewinnung eines Bezugsträgers, einem Demodulator der an den Bezugsträgerkreis zur kohärenten Demodulation des übertragenden Kanalsignals angeschlossen ist, einem Kreis zur Rückgewinnung eines Bezugstaktsignals und einem Regenerator, der an den Bezugstaktsignalkreis zur Regeneration der synchronen Datensignale angeschlossen ist, versehen ist.

Derartige Restseitenbandsysteme benutzen die verfügbare Bandbreite des Übertragungskanals besonders wirtschaftlich und werden deswegen oft zur Übertragung synchroner Datensignale (Datensignale, deren Elemente im Takte einer Taktfrequenz auftreten) über einen Telefoniekanal angewandt. Bei Übertragung über einen Telefoniekanal oder über andere Kanäle mit vergleichbaren Eigenschaften ist das Kanalsignal oft störenden Frequenzschwankungen ausgesetzt, deren statischer Anteil als Frequenzversetzung ("frequency offset") und deren dynamischer Anteil als Phasenschwankung ("phase jitter") bekannt ist.

Die kohärente Demodulation im Empfänger erfordert einen Bezugsträger mit einer genauen Phasenbeziehung in bezug auf den Träger, der zum übertragenen Kanalsignal gehört. In Restseitenbandsystemen kann dieser Bezugsträger nicht dadurch

609813/0808

2541187

-3-

zurückgewonnen werden, dass aus dem Kanalsignal der Träger extrahiert wird, weil die Phase des extrahierten Trägers infolge der Anwesenheit einer Quadraturkomponente bei der Trägerfrequenz von den Datensignalen abhängig ist.

Eine bekannte Methode diese Schwierigkeit zu überwinden besteht in dem Abschneiden sehr niedriger Datensignalfrequenzen im Sender, so dass es in einem schmalen Band um die Trägerfrequenz keine Datensignalenergie gibt und in der Übertragung eines Pilotsignals bei der Trägerfrequenz. Der Nachteil dieser Methode ist, dass das Abschneiden sehr niedriger Datensignalfrequenzen zu starker Intersymbolinterferenz führt, so dass dieses Abschneiden durch eine quantifizierte Rückkopplung im Empfänger rückgängig gemacht werden muss.

Eine andere bekannte Methode, die diesen letzten Nachteil ausschaltet, besteht in der Übertragung zweier Pilotsignale mit geeignet gewählten Frequenzen ausserhalb des Datensignalbandes und in der Rückgewinnung des Bezugsträgers aus den selektierten Pilotsignalen. Diese Methode erfordert jedoch nicht nur eine zusätzliche Bandbreite und Leistung, sondern weist auch den Nachteil auf, dass die Pilotsignale an den Rändern des verfügbaren Übertragungsbandes liegen, wo die durch die Frequenzkenn-

609813/0808

linien des Übertragungskanals verursachte Phasenverzerrung am schlimmsten ist.

Die Erfindung bezweckt nun, ein Restseitenbandübertragungssystem der eingangs erwähnten Art zu schaffen, in dem auch bei störenden Frequenzschwankungen im Übertragungskanal der Bezugsträger und das Bezugstaktsignal beide mit der richtigen Frequenz und der richtigen Phase auf sehr einfache Weise aus dem übertragenen Kanalsignal selbst zurückgewonnen werden können.

Das erfindungsgemässe Restseitenbandübertragungssystem weist das Kennzeichen auf, dass der Filter- und Modulationskreis im Sender zum Erzeugen eines Restseitenbandkanalsignals eingerichtet ist, das an der Stelle der Trägerfrequenz sowie an der Stelle einer Frequenz, die im vollständigen Seitenband um einen Abstand entsprechend der halben Frequenz des Taktsignals von dieser Trägerfrequenz entfernt ist, ein doppelseitenbandmoduliertes Signal ist innerhalb eines Frequenzbandes, dessen Breite um eine Grössenordnung kleiner ist als die Frequenz des Taktsignals.

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den Zeichnungen dargestellt und werden im folgenden näher beschrieben. Es zeigen:

Fig. 1 ein erfindungsgemässes Übertragungs-

609813/0808

2541187

5.

system mit einem Sender zur Erzeugung eines Restseitenbandkanalsignals nach der Filtermethode,

Fig. 2 einige Frequenzdiagramme zur Erläuterung der Wirkungsweise des Systems nach Fig. 1,

Fig. 3 und 4 einen Kreis, der im System nach Fig. 1 zur Rückgewinnung des Bezugsträgers bzw. des Bezugstaktsignals angewandt werden kann,

Fig. 5 einige Frequenzdiagramme zur Erläuterung der Erzeugung eines Restseitenbandkanalsignals nach der Phasenmethode,

Fig. 6 eine Abwandlung des Senders nach Fig. 1, in dem die in Fig. 5 erläuterte Phasenmethode angewandt wird,

Fig. 7 eine Abwandlung der Sender nach Fig. 1 und Fig. 6,

Fig. 8 einige Frequenzdiagramme zur Erläuterung der Wirkungsweise des Senders nach Fig. 7,

Fig. 9 ein Frequenzdiagramm zur Erläuterung einer anderen Betriebsart des Systems nach Fig. 1.

In Fig. 1 ist ein System dargestellt, in dem synchrone binäre Datensignale mit einer Datenrate von 2400 Bit/s von einer Datensignalquelle 1 in einem Sender 2 zu einer Datensignalsenke 3 in einem Empfänger 4 über einen Übertragungskanal 5 mit beschränkter Bandbreite übertragen werden. Die-

609813/0808

ser Übertragungskanal 5 ist beispielsweise ein Telefoniekanal und kann eine Anzahl Fernsprechübertragungsglieder in Tandemschaltung enthalten, wie Teilnehmerleitungen, Systeme für Trägerfrequenzkommunikation über Kabel oder Funk, sowie eine oder mehrere Fernsprechvermittlungszentralen mit zugehöriger Schaltapparatur. Der Telefoniekanal 5 hat ein Übertragungsband von 300 - 3300 Hz, von dem nur der zentrale Teil von 600-2700 Hz zur Datenübertragung benutzt wird. Diese Datenübertragung erfolgt mit Hilfe von Restseitenbandamplitudenmodulation eines Trägers mit einer Frequenz von 2100 Hz und die Übertragungsgeschwindigkeit beträgt 2400 Baud.

Der Sender 2 enthält eine Taktsignalquelle 6 zur Synchronisation der Datensignalquelle 1, so dass die Elemente des binären Datensignals im Takte einer Taktfrequenz von 2400 Hz auftreten. Dieses synchrone binäre Datensignal wird einem Filter- und Modulationskreis 7 zugeführt, dem zugleich ein Träger mit einer Frequenz von 2100 Hz, der von der Trägerquelle 8 herrührt, zur Erzeugung eines restseitenbandamplitudenmodulierten Kanalsignals zugeführt wird, das über den Telefoniekanal 5 zum Empfänger 4 übertragen wird.

Im Empfänger⁴ wird das übertragene Kanalsignal über ein Selektionsfilter 9 und ein Entzer-

609813/0808

rungsnetzwerk 10 einem Demodulator 11 zugeführt. Weiter enthält dieser Empfänger einen mit dem Telefoniekanal 5 gekoppelten Kreis 12 zur Rückgewinnung eines Bezugsträgers von 2100 Hz, der dem Demodulator 11 zur kohärenten Demodulation des übertragenen Kanalsignals zugeführt wird. An den Ausgang des Demodulators 11 ist ein Tiefpassfilter 13 zur Trennung des gewünschten demodulierten Signals angeschlossen, aus dem das ursprüngliche synchrone binäre Datensignal mit Hilfe eines Regenerators 14 erhalten wird. Dazu enthält der Empfänger 4 einen mit dem Telefoniekanal 5 gekoppelten Kreis 15 zur Rückgewinnung eines Bezugstaktsignals von 2400 Hz, das dem Regenerator 14 zugeführt wird. Das regenerierte Datensignal wird zur Weiterverarbeitung der Datensignalsenke 3 zugeführt. Die Kreise 12 und 15 zur Rückgewinnung des Bezugsträgers und des Bezugstaktsignals können auf mehrere bekannte Weisen ausgebildet werden; nähere Einzelheiten werden in diesem Zusammenhang nicht gegeben, diese lassen sich jedoch beispielsweise in W.R. Bennett and J.R. Davey, "Data Transmission", New York, McGraw-Hill, 1965 finden.

Es gibt mehrere Verfahren zum Erzeugen eines restseitenbandamplitudenmodulierten Signals, Im Sender nach Fig. 1 wird eine sehr übliche Methode angewandt, die daraus besteht, dass zunächst ein

609813/0808

doppelseitenbandamplitudenmoduliertes Signal mit unterdrücktem Träger erzeugt wird, wonach dann das unerwünschte Seitenband in einem Filter mit einer geeignet gewählten Übertragungsfunktion entfernt wird. Der Filter- und- Modulationskreis 7 in Fig. 1 enthält dazu ein an die Datensignalquelle 1 angeschlossenes Vormodulationsfilter 16 in Form eines Tiefpassfilters mit einer Grenzfrequenz entsprechend etwa der halben Taktfrequenz (1200 Hz), einen doppelt abgeglichenen Amplitudenmodulator 17 (Produktmodulator), der das Ausgangssignal des Vormodulationsfilters 16 dem von der Trägerquelle 8 herrührenden Träger aufmoduliert, und ein Nachmodulationsfilter 18 in Form eines Tiefpassfilters mit einer Grenzfrequenz entsprechend der Trägerfrequenz (2100 Hz). Dieses Nachmodulationsfilter 18 entfernt das obere Seitenband von dem im Amplitudenmodulator 17 erzeugten Doppelseitenbandsignal und liefert dem Telefoniekanal 5 das gewünschte Restseitenbandkanalsignal.

Die Gesamtübertragungskennlinie des Übertragungssystems nach Fig. 1 einschliesslich der Filter 16, 18, 9, 13, des Entzerrers 10 und des Telefoniekanals 5 muss dem ersten Nyquist-Kriterium entsprechen, so dass zu den nominellen Regenerationszeitpunkten keine Intersymbolinterferenz auftritt. Meistens werden die Filter im Empfänger derart aus-

609813/0808

- 9 -
2541187

gelegt, dass sie eine optimale Rauschunterdrückung ergeben, während die Filter im Sender derart ausgelegt werden, dass sie zusammen mit diesen Filtern im Empfänger die gewünschte Gesamtübertragungskennlinie ergeben. Der Einfachheit halber wird jedoch in Fig. 1 vorübergehend vorausgesetzt, dass bereits das Restseitenbandkanalsignal am Ausgang des Senders 2 dem ersten Nyquist-Kriterium entspricht.

Nach der Erfindung wird ein Restseitenbandübertragungssystem verwirklicht, in dem der Bezugsträger sowie das Bezugstaktsignal mit der richtigen Frequenz und Phase auf einfache Weise aus dem übertragenen Kanalsignal selbst dadurch zurückgewonnen werden können, dass der Filter-und-Modulationskreis 7 im Sender 2 zum Erzeugen eines Restseitenbandkanalsignals eingerichtet ist, das an der Stelle der Trägerfrequenz sowie an der Stelle einer Frequenz, die im vollständigen Seitenband um einen Abstand entsprechend der halben Frequenz des Taktsignals von dieser Trägerfrequenz entfernt ist, ein doppelseitenbandmoduliertes Signal ist innerhalb eines Frequenzbandes, dessen Breite um eine Grössenordnung kleiner ist als die Frequenz des Taktsignals.

In Fig. 2 zeigt das Frequenzdiagramm a ein Beispiel des Spektrums $C(f)$ des auf diese Weise erhaltenen Restseitenbandkanalsignals am Ausgang des

609813/0808

2541187

Senders 2 in Fig. 1. Bei der Trägerfrequenz von 2100 Hz sowie bei der Frequenz von 900 Hz, die im vollständigen unteren Seitenband um die halbe Taktfrequenz (1200 Hz) von dieser Trägerfrequenz entfernt ist, zeigt dieses Spektrum $C(f)$ einen flachen Teil innerhalb eines Frequenzbandes zur Breite von beispielsweise 120 Hz. Ubrigens weist dieses Spektrum $C(f)$ im Frequenzbereich von 1500-2700 Hz eine radiale Symmetrie gegenüber dem Wert $C(2100)$ bei der Trägerfrequenz von 2100 Hz und ebenfalls im Frequenzbereich von 600-1200 Hz eine radiale Symmetrie gegenüber dem Wert $C(900)$ bei der Frequenz von 900 Hz auf. Dadurch wird man den Anforderungen des ersten Nyquist-Kriteriums gerecht, wie dies auch aus dem Spektrum $B(f)$ des Basisbandsignals hervorgeht, das durch kohärente Demodulation dieses Restseitenbandkanalsignals mit Hilfe eines Trägers von 2100 Hz mit der richtigen Phase erhalten wird, welches Spektrum $B(f)$ im Frequenzdiagramm b nach Fig. 2 dargestellt ist. Durch die Symmetrie von $C(f)$ im Bereich von 1500-2700 Hz wird bei der kohärenten Demodulation die partielle Unterdrückung des unteren Seitenbandes im Bereich von 1500-2100 Hz durch die partielle Übertragung des entsprechenden Teils des oberen Seitenbandes im Bereich von 2100-2700 Hz ausgeglichen, so dass $B(f)$ im Bereich von 0-600 Hz flach ist (die gestrichelten

609813/0808

Linien im Frequenzdiagramm b zeigen die Beiträge des unteren und oberen Seitenbandes), während die Symmetrie von $C(f)$ im Bereich von 600-1200 Hz sich im Bereich von 900-1500 Hz zurückfinden lässt, so dass $B(f)$ gegenüber dem Wert $B(1200)$ bei der Frequenz von 1200 Hz die gerade der halben Taktfrequenz der synchronen Datensignale entspricht, eine radiale Symmetrie aufweist.

Damit das Restseitenbandkanalsignal mit diesem Spektrum $C(f)$ im Filter-und-Modulationskreis 7 nach Fig. 1 erhalten wird, wird dem Vormodulationsfilter 16 eine derartige Übertragungsfunktion erteilt, dass das Spektrum seines Ausgangssignals dem Spektrum $B(f)$ im Frequenzdiagramm b nach Fig. 2 entspricht. Wenn die Elemente des binären Datensignals aus Rechteckimpulsen mit einer Dauer T entsprechend der Periode der Taktfrequenz von 2400 Hz bestehen, wird die Amplitudenkennlinie $H_1(f)$ dieses Vormodulationsfilters 16 dem Wert $B(f)/S(f)$ gleichgemacht, wobei $S(f) = \sin(\pi fT)/\pi fT$ das Spektrum eines Rechteckimpulses mit einer Dauer T ist. Im Amplitudenmodulator 17 wird dann ein Doppelseitenbandsignal erzeugt mit einem Spektrum $M(f)$, wie dies im Frequenzdiagramm c nach Fig. 2 dargestellt ist. Aus diesem Spektrum $M(f)$ wird das gewünschte Spektrum $C(f)$ dadurch erhalten, dass dem Nachmodulationsfilter 18 eine Amplituden-

609813/0808

2541187

kennlinie $H_2(f)$ gegeben wird mit der im Frequenzdiagramm d nach Fig. 2 dargestellten Form, wobei $H_2(f)$ im Bereich von 1500-2700 Hz dieselbe Form hat wie $C(f)$. In den obenstehenden Betrachtungen über ein System, in dem bereits im Sender 2 den Anforderungen des ersten Nyquist-Kriteriums gerecht geworden ist, ist stillschweigend vorausgesetzt, dass die Phasenkennlinien der Vor- und Nachmodulationsfilter 16 und 18 im ganzen einschlägigen Frequenzbereich linear sind. Beim praktischen Entwurf dieser Filter 16 und 18 muss diese Tatsache berücksichtigt werden. Etwaige Abweichungen gegenüber den gewünschten linearen Phasenkennlinien dieser Filter 16 und 18 im Sender 2 können in der Praxis auch im Empfänger 4 mit Hilfe des Entzerrers 10 korrigiert werden.

Untenstehend wird nun dargelegt, dass das auf diese Weise erhaltene Restseitenbandkanalsignal tatsächlich ein doppelseitenbandmoduliertes Signal ist innerhalb eines Frequenzbandes zur Breite von 120 Hz bei der Trägerfrequenz von 2100 Hz und auch bei der um 1200 Hz niedrigeren Frequenz von 900 Hz.

Für das Band bei der Trägerfrequenz von 2100 Hz wird dazu eine Komponente des Datensignals mit einer Frequenz f kleiner als 60 Hz betrachtet. Diese Komponente ergibt im Ausgangssignal des Amplitudenmodulators 17 zwei Seitenbandkomponenten bei

609813/0808

-13-

2541187

den Frequenzen $2100-f$ und $2100+f$, welche Seitenbandkomponenten gleiche Amplituden und gleiche jedoch entgegengesetzte Phasenverschiebungen gegenüber dem Träger von 2100 Hz aufweisen. Da das Nachmodulationsfilter 18 eine lineare Phasenkennlinie aufweist und innerhalb eines Bandes mit der Breite von 120 Hz bei der Frequenz von 2100 Hz ausserdem eine flache Amplitudenkennlinie (vergleiche $H_2(f)$ in Fig. 2), treten die Seitenbandkomponenten bei den Frequenzen $2100-f$ und $2100+f$ im Restseitenbandkanalsignal ebenfalls mit gleichen Amplituden und gleichen jedich entgegengesetzten Phasenverschiebungen gegenüber dem Träger von 2100 Hz auf. Innerhalb eines Bandes mit einer Breite von 120 Hz bei der Trägerfrequenz von 2100 Hz ist das Restseitenbandkanalsignal also tatsächlich ein doppelseitenbandmoduliertes Signal.

Für das Band bei der Frequenz von 900 Hz wird dagegen eine Komponente des Datensignals mit einer Frequenz $1200-f$ betrachtet, wobei f wieder kleiner ist als 60 Hz. Nun ist es bekannt, dass im Spektrum eines synchronen Datensignals mit einer Taktfrequenz von 2400 Hz eine Komponente mit einer Frequenz f' niemals allein auftritt, sondern immer mit Komponenten mit einer Frequenz von $2400-f'$, $2400+f'$, $4800-f'$, $4800+f'$, usw. einhergeht. Die Amplituden und Phasen dieser gleichzeitig auftre-

609813/0808

2541187

tenden Komponenten sind von der Impulsform abhängig, die für die Datensignalelemente verwendet wird, wobei die Phasen im allgemeinen entweder gleich oder um 180° verschieden sind, aber im Bereich von 0-2400Hz immer gleich sind. Im vorliegenden Fall bedeutet dies, dass die betrachtete Komponente mit einer Frequenz $1200-f$ immer mit einer Komponente mit einer Frequenz $1200+f$ und derselben Phase einhergeht. Da das Vormodulationsfilter 16 eine lineare Phasenkennlinie aufweist und innerhalb eines Bandes mit einer Breite von 120 Hz bei der Frequenz von 1200 Hz ausserdem eine derartige Amplitudenkennlinie hat, dass das Ausgangsspektrum an dieser Stelle flach ist (vergleiche $B(f)$ in Fig. 2), haben die immer paarweise auftretenden Komponenten bei den Frequenzen $1200-f$ und $1200+f$ gleiche Amplituden und gleiche jedoch entgegengesetzte Phasenverschiebungen gegenüber einem imaginären Träger von 1200 Hz. Innerhalb eines Bandes mit einer Breite von 120 Hz bei der Frequenz von 1200 Hz ist das Basisbandsignal am Ausgang des Vormodulationsfilters 16 also tatsächlich ein doppelseitenbandmoduliertes Signal. Dasselbe gilt für das Restseitenbandkanalsignal innerhalb eines Bandes mit einer Breite von 120 Hz bei der Frequenz von 900 Hz, da der Amplitudenmodulator 17 das Band bei der Frequenz von 1200 Hz im Basisbandsignal nur frequenzinvers zu

609813/0808

2541187

einem Band bei der Frequenz von 900 Hz umwandelt und weiter das Nachmodulationsfilter 18 dort eine lineare Phasenkennlinie sowie eine flache Amplitudenkennlinie (vergleiche $H_2(f)$ in Fig. 2) aufweist.

Durch die Tatsache, dass das Restseitenbandkanalsignal bei der Trägerfrequenz von 2100 Hz und bei der um 1200 Hz (die halbe Taktfrequenz) niedrigeren Frequenz von 900 Hz örtlich ein doppelseitenbandmoduliertes Signal ist, können der Bezugsträger für die kohärente Demodulation und das Bezugstaktsignal für die Regeneration beide mit der richtigen Frequenz und Phase aus dem übertragenen Kanalsignal selbst zurückgewonnen werden mit Hilfe der bekannten verhältnismässig einfachen Methoden zur Rückgewinnung des Bezugsträgers aus einem Doppelseitenbandsignal.

Fig. 3 zeigt ein Beispiel eines sehr einfachen Kreises 12, der im Restseitenbandübertragungssystem nach Fig. 1 zur Rückgewinnung des Bezugsträgers von 2100 Hz angewandt werden kann. Dieser Kreis 12 enthält ein Bandfilter 19, das auf die Trägerfrequenz von 2100 Hz zur Selektion des Doppelseitenbandteils des Kanalsignals bei dieser Frequenz abgestimmt ist. Da das Doppelseitenbandsignal keine Quadratur-Komponente bei der Trägerfrequenz enthält, kann das Ausgangssignal $a(t)$ des Bandfilters 19 durch die untenstehende Gleichung dargestellt werden

609813/0808

2541187

$$a(t) = x(t) \cos (\omega_c t + \theta)$$

wobei $x(t)$ für die Komponenten des Datensignals mit Frequenzen kleiner als 60 Hz repräsentativ ist,

$\omega_c = 2\pi \cdot 2100$ die Trägerradialfrequenz und θ die Trägerphase ist. Das Signal $a(t)$ wird in einem Quadriertkreis 20 quadriert, dessen Ausgangssignal $b(t)$ wie folgt geschrieben werden kann:

$$b(t) = (1/2) [x^2(t) + x^2(t) \cos (2\omega_c t + 2\theta)]$$

Der niederfrequente Teil dieses Signals $b(t)$ wird mit Hilfe eines Hochpassfilters 21 eliminiert und das auf diese Weise erhaltene Signal wird auf ideale Weise in einem Begrenzer 22 begrenzt, damit ein Ausgangssignal $c(t)$ mit der folgenden Form erhalten wird:

$$c(t) = A \cos (2\omega_c t + 2\theta)$$

wobei A eine Konstante ist. Dieses Signal $c(t)$, das der doppelten Trägerfrequenz entspricht, wird einem Frequenzteiler 23 zugeführt, damit der Bezugsträger mit der richtigen Frequenz entsprechend 2100 Hz erhalten wird und abgesehen von einer Phasendoppeldeutigkeit von 180° mit der richtigen Phase. Die durch diese Zweideutigkeit verursachten Probleme bei der kohärenten Demodulation können auf bekannte Weise dadurch vermieden werden, dass eine differentielle Kodierung der Datensignalquelle 1 des Senders 2 an-

609813/0808

2541187

gewandt wird.

Bei der praktischen Ausbildung des Kreises 12 in Fig. 3 wird der Quadrierkreis 20 meistens durch einen Zweiweggleichrichter gebildet, an den ein Schmalbandfilter, das auf die doppelte Trägerfrequenz abgestimmt ist, statt des Hochpassfilters 21 angeschlossen wird. In vielen Anwendungsbereichen wird dieses letztere Schmalbandfilter durch einen phasenverriegelten Oszillator gebildet, der einen Eingangskreis enthält zur Unterdrückung von Amplitudenschwankungen; der Frequenzteiler 23 wird dann ohne Zwischenschaltung des Begrenzers 22 an den Oszillator angeschlossen. Wenn das übertragene Kanalsignal einem störenden Frequenzversetzung ("frequency offset") und Phasenschwankungen ("phase jitter") ausgesetzt ist, bietet die Verwendung eines phasenverriegelten Oszillators den Vorteil, dass trotz dieser störenden Frequenzschwankungen der Bezugsträger immer die richtige Frequenz und praktisch die richtige Phase aufweist. Um den Einfluss der störenden Phasenschwankung, die als eine Zwischenfall-Frequenzmodulation mit niedrigem Modulationsindex aller Signalkomponenten betrachtet werden kann, auf das demodulierte Basisbandsignal gering zu halten, muss bei der Verwirklichung dieses Kreises 12 zur Rückgewinnung des Bezugsträgers dafür gesorgt werden, dass die lineare Phasenverschiebung,

609813/0808

2541187

die dieser Kreis in die Seitenbandkomponenten der Phasenschwankung einführt, möglichst klein bleibt.

Zur Rückgewinnung des Bezugstaktsignals kann ein ähnlicher Kreis wie in Fig. 3 verwendet werden (der Frequenzteiler 23 fehlt nun) um aus dem Doppelseitenbandteil des Kanalsignals bei der Frequenz von 900 Hz ein Bezugssignal entsprechend dieser doppelten Frequenz (also 1800 Hz) zurückzugewinnen, dieses Bezugssignal mit dem Signal der doppelten Trägerfrequenz (also 4200 Hz) am Ausgang des Begrenzers 22 in Fig. 3 zu mischen und zum Schluss aus den Mischprodukten der Anteil der Differenzfrequenz zu selektieren, welcher Anteil dem Bezugstaktsignal von 2400 Hz in der richtigen Phase entspricht.

Das Bezugstaktsignal kann ebenfalls aus dem Basisbandsignal zurückgewonnen werden, das durch kohärente Demodulation des übertragenen Kanalsignals erhalten worden ist. Im System nach Fig. 1 wird diese Möglichkeit angewandt und Fig. 4 zeigt ein Beispiel eines sehr einfachen Kreises 15, der dazu verwendet werden kann. Was den Ausbau und die Wirkungsweise anbelangt weicht dieser Kreis 15 nur darin vom Kreis 12 in Fig. 3 ab, dass der Frequenzteiler 23 in Fig. 4 fehlt. Insbesondere enthält dieser Kreis 15 ein Bandfilter 24, das auf die Frequenz von 1200 Hz zur Selektion des Doppelseitenbandteils des demodulierten

609813/0808

2541187

Basisbandsignals bei der halben Taktfrequenz abgestimmt ist (vergleiche $B(f)$ in Fig. 2). Dieser selektierte Doppelseitenbandteil wird in einem Quadriertkreis 25 quadriert, der niederfrequente Teil des quadrierten Signals wird mit Hilfe eines Hochpassfilters 26 eliminiert, wonach das Bezugstaktsignal mit der richtigen Frequenz von 2400 Hz und der richtigen Phase mit Hilfe eines idealen Begrenzers 27 erhalten wird. In bezug auf die praktische Ausbildung des Kreises 15 in Fig. 4 gelten dieselben Erwägungen, wie diese beim Kreis 12 in Fig. 3 gelten, nur brauchen hier durch die kohärente Demodulation die störenden Frequenzschwankungen praktisch nicht berücksichtigt zu werden.

Zur eigentlichen Rückgewinnung des Bezugsträgers und des Bezugstaktsignals brauchen also keine Pilotsignale verwendet zu werden. Während der Datenübertragung können jedoch Umstände auftreten, unter denen vorübergehend im Restseitenbandkanalsignal innerhalb der Frequenzbänder zur Breite von 120 Hz bei den Frequenzen von 900 Hz und 2100 Hz wenig Energie vorhanden ist, wodurch der zurückgewonnenen Bezugsträger und das Bezugstaktsignal vorübergehend eine geringe Schwankung aufweisen können. Zur Gewährleistung davon, dass unter allen Umständen zur Rückgewinnung ohne nennenswerte Schwankung genügend Energie

609813/0808

2541187

vorhanden ist, werden in Fig. 1 zwei Pilotsignale verhältnismässig niedrigen Pegels mit einer Frequenz von 900 Hz und 2100 Hz in richtiger Phase dem Kanalsignal zugefügt. Der Pegel der Pilotsignale gegenüber dem Kanalsignal ist beispielsweise -12 dB. Dazu wird in Fig. 1 ein Pilotsignal von 1200 Hz der Taktsignalquelle 6 mit Hilfe eines Frequenzteilers 28 und eines Abschwächers 29 entnommen, welches Pilotsignal mit dem Basisbandsignal am Ausgang des Vormodulationsfilters 16 im Kombinationskreis 30 kombiniert wird. Weiter wird mit Hilfe eines Abschwächers 31 ein Pilotsignal von 2100 Hz der Trägerquelle 8 entnommen und mit dem Kanalsignal am Ausgang des Filter-und-Modulationskreises 7 im Kombinationskreis 32 kombiniert. Dieses Pilotsignal bei der Frequenz von 2100 Hz kann auch dadurch erhalten werden, dass ein Gleichspannungssignal geeigneten Wertes dem Kombinationskreis 30 zugeführt wird. Eine andere bekannte Möglichkeit zur Gewährleistung davon, dass immer genügend Energie vorhanden ist innerhalb der Frequenzbänder, aus denen der Bezugsträger und das Bezugstaktsignal rückgewonnen werden, besteht in der Anwendung einer für manche Datenübertragungsarten vom CCITT empfohlenen "Data-scrambling" (Datenverschlüsselung) in der Datensignalquelle 31 des Senders 2. In der Datensignaleinkanal 3 des Empfängers 4 muss dann die entsprechende "Data-descrambling" (Datenentschlüsselung) angewandt

609813/0808

2541187

werden.

Durch Anwendung der erfindungsgemässen Massnahmen ist auf diese Weise ein Restseitenbandübertragungssystem erhalten worden, in dem auf besonders einfache Weise der Bezugsträger und das Bezugstaktsignal mit der richtigen Frequenz und der richtigen Phase aus dem übertragenen Restseitenbandkanalsignal selbst zurückgewonnen werden können und wobei die Nachteile der bekannte verwickelteren Verfahren zur Rückgewinnung des Bezugsträgers und der Bezugstaktsignale vermieden werden, während weiter die Marge für Verschlechterungen des Übertragungskanals wie störende Frequenzschwankungen vergrössert wird.

Die im Sender 2 nach Fig. 1 verwendeten Vor- und Nachmodulationsfilter 16 und 18 können in analogen Techniken verwirklicht werden, aber insbesondere die Bevorzugung einer linearen Phasenkennlinie macht den Entwurf und Verwirklichung äusserst verwickelt. Aus diesem Grunde ist es viel interessanter, das Vormodulationsfilter 18 als binäres Transversalfilter auszubilden, wie dies in der U.S. Patentschrift 3.500.215 beschrieben worden ist und das Nachmodulationsfilter 18 als Analog-Kodefilter auszubilden, wie dies in der U.S. Patentschrift 3.521.170 beschrieben worden ist, da denn die gewünschte Amplitudenkennlinie und die lineare Phasenkennlinie auf sehr

609813/0808

2541187

einfache Weise und mit einer grossen gegenseitigen Freiheit verwirklicht werden können und diese beiden Typen von Filtern sich ausserdem durchaus eignen für eine monolitische Integration. Nähere Einzelheiten in bezug auf den Entwurf und die Ausbildung der beiden Typen von Filtern lassen sich ausser in den obengenannten Patentschriften auch finden in: P. Leuthold, "Filternetzwerke mit digitalen Schieberegistern", Philips Research Reports Supplement No. 5, 1967 und H.B. Voelcker, "Generation of digital signaling waveforms", I.E.E.E. Trans. on Communication Technology, Heft COM-16, Seiten 81-93, Februar 1968.

Im Übertragungssystem nach Fig. 1 wird das Restseitenbandkanalsignal entsprechend einem Modulationsverfahren erzeugt, das in den Einseitenbandtechniken als Filtermethode bekannt ist. Die aus diesen Techniken unter dem Namen Phasenmethode und Weaver-Methode bekannten Modulationsmethoden können jedoch ebenfalls zum Erzeugen des gewünschten Restseitenbandkanalsignals angewandt werden.

Für die Phasenmethode wird dies an Hand der Fig. 5 näher erläutert. Das Frequenzdiagramm a nach Fig. 5 zeigt wieder das Spektrum $C(f)$ des Restseitenbandkanalsignals (vergleiche Frequenzdiagramm a in Fig. 2). Dieses Spektrum $C(f)$ kann als die Summe eines Teils $C_e(f)$ mit ebener Symmetrie bezüglich der

609813/0808

2541187

Trägerfrequenz von 2100 Hz wie dies im Frequenzdiagramm b dargestellt ist, und eines Teils $C_o(f)$ mit einer ungeraden Symmetrie bezüglich dieser Trägerfrequenz von 2100 Hz, wie dies im Frequenzdiagramm c dargestellt ist, betrachtet werden. Dieses Spektren $C_e(f)$ und $C_o(f)$ können nach der Phasenmethode erhalten werden. Dabei vertritt $C_e(f)$ das Spektrum am Ausgang des Produktmodulators, der durch einen Träger von 2100 Hz gespeist wird und ein Basisbandsignal mit einem Spektrum $B_e(f) = C_e(f+2100)$, während $C_o(f)$ das Spektrum am Ausgang eines Produktmodulators vertritt, der durch einen um 90° phasenverschobenen Träger von 2100 Hz und ein ebenfalls um 90° phasenverschobenen Basisbandsignal mit einem Spektrum $B_o(f) = -C_o(f+2100)$ gespeist wird.

Fig. 6 zeigt eine einfache Abwandlung des Senders 2 in Fig. 1, wobei das Restseitenbandkanalsignal nach der obenstehend beschriebenen Phasenmethode erzeugt wird und weiter die bereits erwähnten binären Transversalfilter als Vormodulationsfilter zum Erhalten der gewünschten Basisbandsignale verwendet werden.

Im Filter-und-Modulationskreis 7 nach Fig. 6 wird das synchrone binäre Datensignal der Datenquelle 1 einem Schieberegister 33 zugeführt, dessen Inhalt mit einer Schiebefrequenz entsprechend einem

609813/0808

2541187

ganzen Vielfachen der Taktfrequenz von 2400 Hz weitergeschoben wird, welche Schiebefrequenz mit Hilfe eines Frequenzvervielfachers 34, der an die Taktsignalquelle 6 angeschlossen ist, erhalten wird. Die Elemente dieses Schieberegisters 33 sind über einen ersten Satz 35 von Wägungsnetzwerken an einen ersten Summierkreis 36 angeschlossen und über einen zweiten Satz 37 von Wägungsnetzwerken an einen zweiten Summierkreis 38. Auf die in den obengenannten Veröffentlichungen eingehend beschriebene Weise werden die Wägungsfaktoren der Wägungsnetzwerke im ersten Satz 35 derart bemessen, dass am Ausgang des ersten Summierkreises 36 ein Basisbandsignal mit einem Spektrum $B_e(f)$ entsteht. Auf gleiche Weise werden die Wägungsfaktoren der Wägungsnetzwerke im zweiten Satz 37 derart bemessen, dass am Ausgang des zweiten Summierkreises 38 ein um 90° phasenverschobenes Basisbandsignal mit einem Spektrum $B_o(f)$ entsteht. Durch Verwendung der Symmetrie-Eigenschaften von $B_e(f)$ und $B_o(f)$ bezüglich der Frequenz $f=0$ brauchen keine zusätzlichen Massnahmen getroffen zu werden um die gewünschte 90° Phasenverschiebung zu erhalten. An die Ausgänge der Summierkreise 36, 38 sind einfache RC-Tiefpassfilter 39, 40 erster Ordnung angeschlossen und zwar zur Unterdrückung der Durchlassbänder höherer Ordnung, die bekanntlich bei der Schiebefrequenz des Schieberegisters 33 und

609813/0808

2541187

Vielfachen derselben entstehen.

In den als Produktmodulator ausgebildeten Amplitudenmodulatoren 41, 42 werden die auf diese Weise erhaltenen Basisbandsignale untereinander um 90° phasenverschobenen Trägern von 2100 Hz aufmoduliert, die unmittelbar bzw. über einen 90° -Phasenschieber 43 der Trägerquelle 8 entnommen werden. Am Ausgang des Modulators 41 entsteht dann ein Signal mit einem Spektrum $C_e(f)$ und am Ausgang des Modulators 42 ein Signal mit einem Spektrum $C_o(f)$ und dadurch, dass diese Ausgangssignale in einem Summierkreis 44 summiert werden, wird dann das gewünschte Restseitenbandkanalsignal mit einem Spektrum $C(f)$ erhalten.

In den Sendern nach Fig. 1 und Fig. 6 wird das Spektrum des synchronen Datensignals zunächst mit Hilfe eines Vormodulationsfilters begrenzt und danach einem analogen Produktmodulator zugeführt. Der binäre Charakter des Datensignals kann jedoch dazu benutzt werden, die Reihenfolge des Vormodulationsfilterns und Modulierens umzukehren und den analogen Modulator durch einen einfachen Logikkreis zu ersetzen, dem das binäre Datensignal und ein als binäres Signal zu betrachtender Rechteckträger zugeführt werden. Dadurch ist im Sender nur ein Nachmodulationsfilter notwendig. Ein Sender mit einem der-

609813/0808

2541187

artigen Aufbau ist aus der U.S. Patentschrift 3.611.143 und aus P.J. van Gerwen und P. van der Wurff, "Data modems with integrated digital filters and modulators", I.E.E.E. Trans. on Communication Technology, Heft COM-18, Nr.3, Seiten 214-222, Juni 1970 bekannt. In diesen beiden Veröffentlichungen ist jedoch zugleich dargelegt, dass die obengenannte Umkehrung nur sinnvoll ist, wenn die Trägerfrequenz ein ganzes Vielfaches der halben Taktfrequenz beträgt. Nur in diesem Fall kann nämlich die Verzerrung, die durch untere Seitenbänder der Trägerharmonischen und durch Faltung der unteren Seitenbänder des Trägers sowie der Trägerharmonischen bei der Frequenz Null verursacht wird, als lineare Verzerrung betrachtet werden, die durch ein lineares Netzwerk korrigiert werden kann. Das Nachmodulationsfilter kann nun derart ausgelegt werden, dass darin zugleich die lineare Korrektur bewirkt wird. In diesem Fall kann das Nachmodulationsfilter ausserdem als einfaches binäres Transversalfilter ausgebildet werden, wodurch der Sender als Ganzes sich durchaus zur monolithischen Integration eignet.

Obschon im vorliegenden Fall die Trägerfrequenz von 2100 Hz kein ganzes Vielfaches der halben Taktfrequenz (1200 Hz) ist, kann die obenstehend beschriebene Modulationstechnik dennoch zum Erhalten

609813/0808

2541187

eines einfachen Senderaufbaus ausgenutzt werden, wie dies an Hand der in Fig. 7 dargestellten Abwandlung der Sender in Fig. 1 und Fig. 6 näher erläutert wird.

Im Filter-und-Modulationskreis 7 nach Fig. 7 werden das synchrone binäre Datensignal der Datenquelle 1 sowie ein Rechteckträger mit einer Frequenz von 4800 Hz einem Logikkreis 45 in Form eines Exklusiv-ODER-Tores zugeführt. Dieser Träger mit der doppelten Taktfrequenz von 2400 Hz wird der Taktsignalquelle 6 entnommen und zwar mit Hilfe eines Frequenzvervielfachers 46. Das Exklusiv-ODER-Tor 45 bildet die Modulo-2-Summe des Datensignals und des Trägers, welche Bearbeitung einer Amplitudenmodulation mit Trägerunterdrückung entspricht. Das binäre Ausgangssignal des Exklusiv-ODER-Tores 45 wird einem Schieberegister 47 zugeführt, dessen Inhalt mit einer Schiebefrequenz weitergeschoben wird, die ein ganzes Vielfaches der Trägerfrequenz von 4800 Hz ist und die ebenfalls der Taktsignalquelle 6 mit Hilfe eines Frequenzvervielfachers 48 entnommen wird. Die Elemente dieses Schieberegisters 47 sind über einen Satz 49 von Wägungsnetzwerken an einen Summierkreis 50 angeschlossen. Auf die in den letztgenannten Veröffentlichungen eingehend beschriebene Weise werden die Wägungsfaktoren des Satzes 49 von Wägungsnetzwerken derart gewählt, dass das untere Seitenband des Trägers von 4800 Hz zum grössten

609813/0808

2541187

Teil unterdrückt und zugleich die lineare Modulationsverzerrung korrigiert wird. Insbesondere werden diese Wägungsfaktoren derart bemessen, dass am Ausgang des Summierkreises 50 ein Restseitenbandsignal entsteht mit einem Spektrum $D(f)$, wie dies im Frequenzdiagramm a nach Fig. 8 dargestellt ist. Dieses Spektrum $D(f)$ entspricht der Beziehung $D(f) = C(6900-f)$, wobei $C(f)$ das Spektrum des gewünschten Restseitenbandkanalsignals ist (vergleiche das Frequenzdiagramm a in Fig. 2). Auch hier ist an den Eingang des Summierkreises 50 ein einfaches RC-Tiefpassfilter 51 erster Ordnung angeschlossen, damit Durchlassbänder höherer Ordnung bei der Schiebefrequenz und Vielfachen derselben unterdrückt werden.

Das Restseitenbandsignal mit einem Spektrum $D(f)$ wird in einem analogen Produktmodulator 52 einem Träger von 6900 Hz aufmoduliert, der einer Trägerquelle 53 entnommen wird. Das Ausgangssignal des Modulators 52 hat dann ein Spektrum $N(f)$, wie dies im Frequenzdiagramm b nach Fig. 8 dargestellt ist. Wie auch aus Fig. 8 hervorgeht, entspricht das untere Seitenband genau dem gewünschten Restseitenbandkanalsignal mit einem Spektrum $C(f)$ und das obere Seitenband ist soweit vom unteren Seitenband entfernt, dass das obere Seitenband mittels eines Tiefpassfilters 54 mit einer Amplitudenkennlinie $A(f)$ beispielsweise der im Frequenzdiagramm

609813/0808

2541187

b durch eine gestrichelte Linie dargestellten Form eliminiert werden kann.

Im allgemeinen wird also bei Trägerfrequenzen des Restseitenbandkanalsignals ungleich einem ganzen Vielfachen der halben Taktfrequenz für den ersten Modulationsschritt eine Trägerfrequenz gewählt, die einem ganzen Vielfachen der halben Taktfrequenz entspricht, während weiter dieses Vielfache und die Trägerfrequenz für den zweiten Modulationsschritt derart gewählt werden, dass von dem dann entstandenen Signal das eine Seitenband gerade dem Restseitenbandkanalsignal mit der gewünschten Trägerfrequenz entspricht und das andere Seitenband weit genug entfernt ist um mittels eines einfachen Filters eliminiert werden zu können.

Der Filter- und Modulationskreis 7 im Sender kann auch völlig in digitaler Technik ausgebildet werden. Dazu wird im Sender jedes Element des synchronen binären Datensignals der Datenquelle 1 einmal abgetastet um zu erkennen, ob dieses Element einen binären Wert "1" oder einen binären Wert "0" vertritt. Diese Datensignalabtastwerte bilden das digitale Eingangssignal eines digitalen Filter- und Modulationskreises 7 und werden darin in Form von Kodeworten, die Zahlen darstellen, behandelt. Die Kodeworte am Ausgang des digitalen Kreises 7 werden

609813/0808

2541187

in einem Digital-Analog-Wandler in die entsprechende Amplitudenwerte eines Stromes oder einer Spannung umgewandelt und durch ein Tiefpassfilter wird dem auf diese Weise erhaltenen quantifizierten Signal das gewünschte Restseitenbandkanalsignal entnommen.

In einem derartigen digitalen Datensender kann bei den Bearbeitungen in grossen Zügen der in Fig. 7 verwendete Modulationsplan benutzt werden. Es ist dabei jedoch nicht notwendig, die Bearbeitung, die dem ersten Modulationsschritt entspricht, tatsächlich zum Erhalten der Kodeworte durchzuführen, die die Abtastwerte des Restseitenbandsignals bei der ersten Trägerfrequenz von 4800 Hz darstellen. Wie bereits erwähnt, tritt ja im Spektrum des Datensignals mit einer Taktfrequenz von 2400 Hz eine Komponente mit einer Frequenz f' nicht isoliert auf, sondern immer zusammen mit Komponenten mit einer Frequenz $2400-f'$, $2400+f'$, $4800-f'$, $4800+f'$ usw., wobei die Amplituden und Phasen dieser gleichzeitig auftretenden Komponenten von der Impulsform des Datensignalelementes abhängig sind. Im digitalen Datensender ist die Impulsform des digitalen Eingangssignals (die Datensignalabtastwerte), die eines Dirac-Impulses, dessen Spektrum bekanntlich über den ganzen Frequenzbereich flach ist. Dadurch haben im Spektrum des digitalen Eingangssignals die gleichzeitig auftretenden

609813/0808

2541187

Komponenten mit Frequenzen f' , $2400-f'$, $2400+f'$, $4800-f'$, $4800+f'$ usw. alle dieselbe Amplitude und Phase. Dadurch kann das Restseitenbandsignal bei der Frequenz von 4800 Hz mit Hilfe eines Bandfilters unmittelbar dem digitalen Eingangssignal entnommen werden.

In der niederländischen
Patentanmeldung Nr. 74 12 095 der Anmelderin

ist beschrieben, wie ein derartiger digitaler Datensender mit minimalen technischen Mitteln verwirklichtbar ist.

In der bisher gegebenen Erläuterung ist die Datengeschwindigkeit (2400 Bit/s) gleich der Übertragungsgeschwindigkeit (2400 Baud). Das Restseitenbandübertragungssystem nach der Erfindung beschränkt sich selbstverständlich nicht darauf. So können beispielsweise darin ebenfalls Datensignale mit einer Datengeschwindigkeit von 4800 Bit/s mit einer Übertragungsgeschwindigkeit von 2400 Baud übertragen werden. Im vorliegenden System können dazu die Elemente des Datensignals zu Zweiergruppen aufgeteilt werden. In Fig. 1 kann auf diese Gruppen eine derartige Vierpegelkodierung angewandt werden, dass die Datenelemente wieder im Takte der Taktfrequenz von 2400 Hz auftreten, aber statt zwei Pegel nun vier Pegel (beispielsweise +3, +1, -1, -3) aufweisen.

609813/0808

2541187

Der Regenerator im Empfänger wird dann an diese Vierpegelkodierung angepasst. Dasselbe Resultat kann in Fig. 6 und in Fig. 7 erhalten werden wenn diese Gruppe mit Hilfe eines Reihen-Parallel-Wandlers zu Gruppen zweier gleichzeitig auftretender Elemente umgewandelt werden. Auf diese Weise werden zwei parallele Datensignale mit einer Taktfrequenz von 2400 Hz erhalten, die je einzeln auf die in diesen Figuren angegebene Weise behandelt werden können und danach mit unterschiedlichen Wägungsfaktoren (im Verhältnis 2 : 1) zum schlussendlichen Restseitenbandkanalsignal kombiniert werden können. Zum Schluss kann beim digitalen Datensender auf diese Gruppen die der Vierpegelkodierung entsprechende Dibit-Kodierung angewandt werden.

Weiter ist in der bisher gegebenen Erläuterung vorausgesetzt, das bereits am Ausgang des Senders die Anforderungen des ersten Nyquist-Kriteriums erfüllt werden. Diese Anforderungen können jedoch auch vom Sender und Empfänger zusammen erfüllt werden und beispielsweise über Sender und Empfänger gleich aufgeteilt werden. Dazu wird der Sender 2 in Fig. 1 beispielsweise derart eingerichtet, dass das Restseitenbandkanalsignal an seinem Ausgang nun ein Spektrum $C'(f)$ aufweist, wie dies im Frequenzdiagramm nach Fig. 9 dargestellt ist. Dieses Spektrum entspricht der Beziehung $C'(f) = \sqrt{C(f)}$, wobei $C(f)$ das im

609813/0808

2541187

Frequenzdiagramm a nach Fig. 2 dargestellte Spektrum ist. Dadurch, dass beispielsweise dem Selektionsfilter 9 im Empfänger 4 nach Fig. 1 eine Amplitudenkennlinie $H_3(f) = C'(f)$ erteilt wird, wird erreicht, dass das Restseitenbandkanalsignal am Eingang des Demodulators 11 wieder ein Soektrum $C(f)$ aufweist. Obschon eine derartige gleiche Verteilung über Sender und Empfänger Vorteile hinsichtlich der Rauschunterdrückung bietet, wird die obenstehend beschriebene Anfassung, in der der Empfänger nicht einbezogen wird, in der Praxis dennoch bevorzugt, weil der Entwurf und die Ausbildung eines Selektionsfilters mit der erforderlichen Amplitudenkennlinie $H_3(f)$ und ausserdem einer linearen Phasenkennlinie besonders verwickelt wird.

609813/0808

2541187

PATENTANSPRUCHE:

(1.) Restseitenbandübertragungssystem zur Übertragung synchroner Datensignale von einem Sender zu einem Empfänger über einen Übertragungskanal beschränkter Bandbreite, welcher Sender mit einer Datensignalquelle, einer Taktsignalquelle zur Synchronisation der Datensignalquelle, einer Trägerquelle und einem Filter- und-Modulationskreis versehen ist, der an die Datensignalquelle und die Trägerquelle zur Erzeugung eines restseitenbandamplitudenmodulierten Kanalsignals angeschlossen ist und welcher Empfänger mit einem Selektionsfilter für das übertragene Kanalsignal, einem Kreis zur Rückgewinnung eines Bezugsträgers, einem Demodulator, der an den Bezugsträgerkreis zur kohärenten Demodulation des übertragenen Kanalsignals angeschlossen ist, einem Kreis zur Rückgewinnung eines Bezugstaktsignals und einem Regenerator versehen ist, der an den Bezugstaktsignalkreis zur Regeneration der synchronen Datensignale angeschlossen ist, dadurch gekennzeichnet, dass der Filter- und-Modulationskreis im Sender zum Erzeugen eines Restseitenbandkanalsignals eingerichtet ist, das an der Stelle der Trägerfrequenz sowie an der Stelle einer Frequenz, die im vollständigen Seitenband um einen Abstand entsprechend der halben Frequenz des Taktsignals von dieser Trägerfrequenz entfernt ist, ein

609813/0808

2541187

doppelseitenbandmoduliertes Signal ist innerhalb eines Frequenzbandes, dessen Breite um eine Grössenordnung kleiner ist als die Frequenz des Taktsignals.

2. Sender zur Verwendung in einem Restseitenbandübertragungssystem nach Anspruch 1, welcher Sender mit einer Datensignalquelle, einer Taktsignalquelle zur Synchronisation der Datensignalquelle, einer Trägerquelle und einem Filter-und-Modulationskreis versehen ist, der an die Datensignalquelle und die Trägerquelle zum Erzeugen eines restseitenbandamplitudenmodulierten Kanalsignals angeschlossen ist, dadurch gekennzeichnet, dass der Filter-und-Modulationskreis zum Erzeugen eines Restseitenbandkanalsignals eingerichtet ist, das an der Stelle der Trägerfrequenz sowie an der Stelle einer Frequenz, die im vollständigen Seitenband um einen Abstand entsprechend der halben Frequenz des Taktsignals von dieser Trägerfrequenz entfernt ist, ein doppelseitenbandmoduliertes Signal ist innerhalb eines Frequenzbandes, dessen Breite um eine Grössenordnung kleiner ist als die Frequenz des Taktsignals.

3. Sender nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass der Filter-und-Modulationskreis mit einem ersten Modulator in Form eines Logikkreises versehen ist, der an die Datensignalquelle angeschlossen ist und mit einem von der Taktsignalquelle synchro-

609813/0808

2541187

nisierten Generator eines Rechteckträgers mit einer Frequenz entsprechend einem ganzen Vielfachen der halben Frequenz des Taktsignals zum direkten Aufmodulieren des Datensignals auf dem Rechteckträger, mit einem ersten Nachmodulationsfilter in Form eines binären Transversalfilters, mit dessen Hilfe dem ersten Modulator ein Restseitenbandsignal entnommen wird, das was die Spektrumform anbelangt, dem Restseitenbandkanalsignal entspricht, weiter mit einem zweiten Modulator, der an das erste Nachmodulationsfilter und an die Trägerquelle zum Erzeugen eines modulierten Signals mit zwei Seitenbändern angeschlossen ist sowie mit einem zweiten Nachmodulationsfilter zur Selektion eines dieser zwei Seitenbänder, wobei das genannte Vielfache der halben Taktfrequenz und die Trägerfrequenz der Trägerquelle derart gewählt sind, dass das vom zweiten Nachmodulationsfilter selektierte Seitenband dem Restseitenbandkanalsignal entspricht.

609813/0808

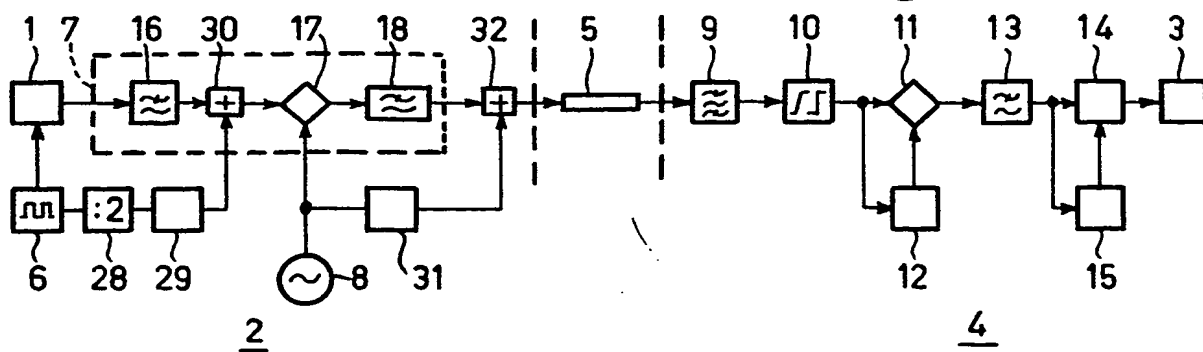


Fig. 1

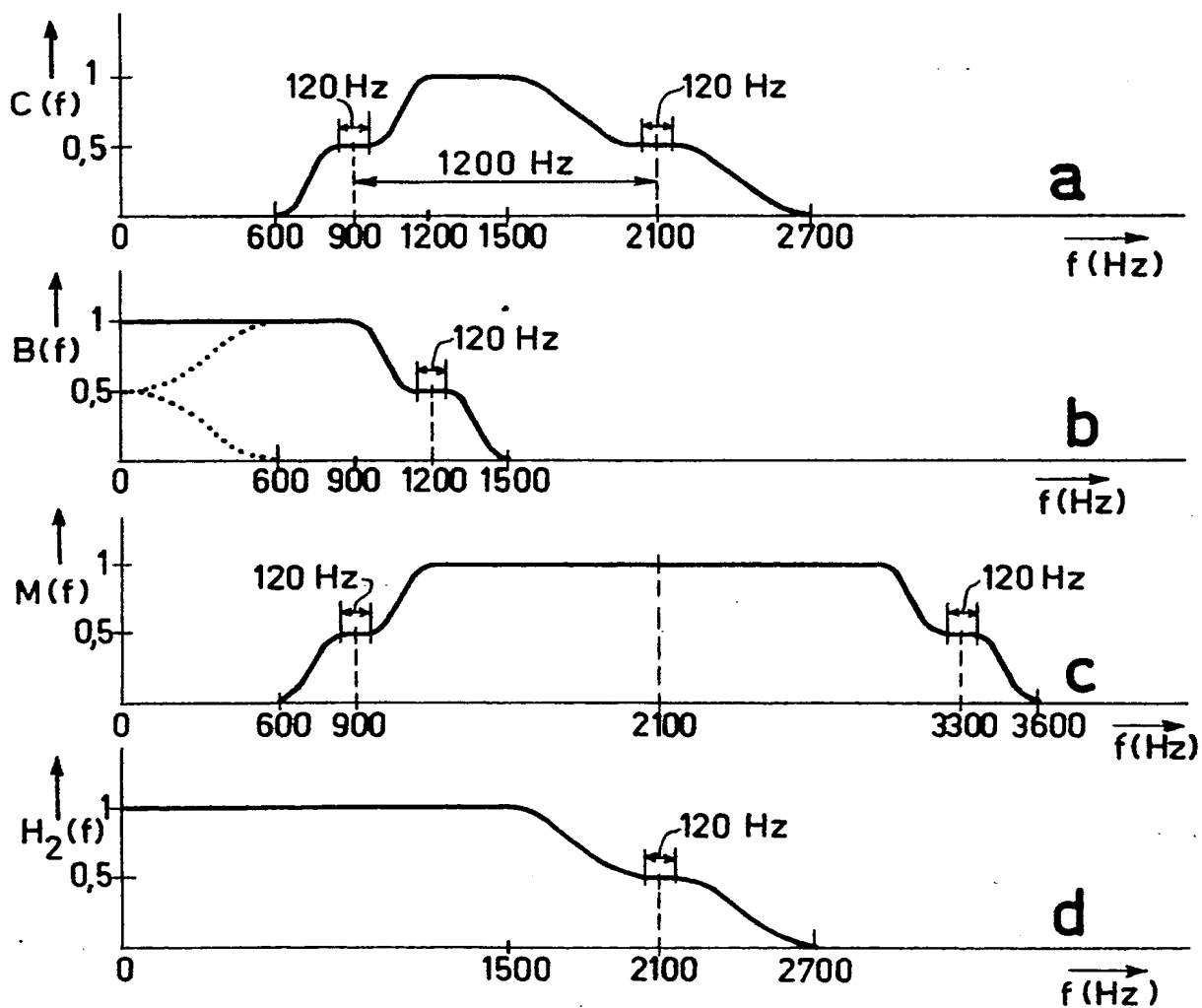


Fig. 2

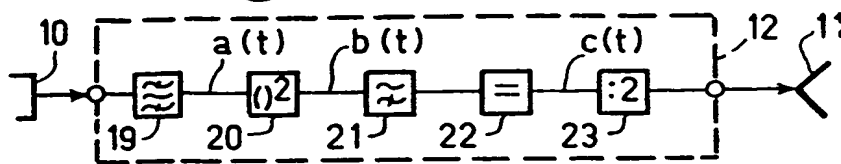


Fig. 3

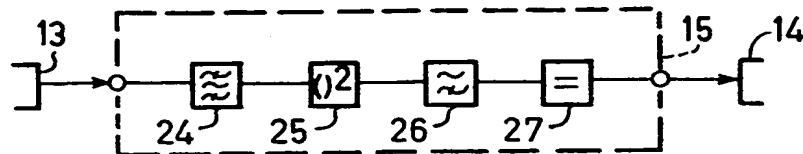


Fig. 4

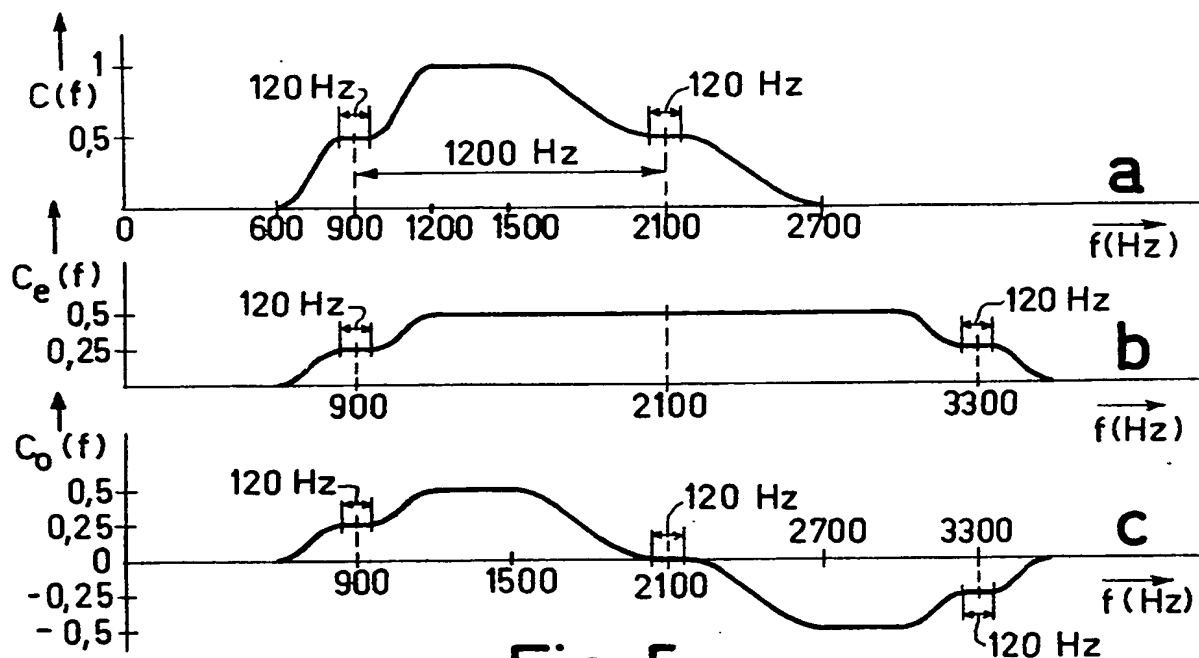


Fig. 5

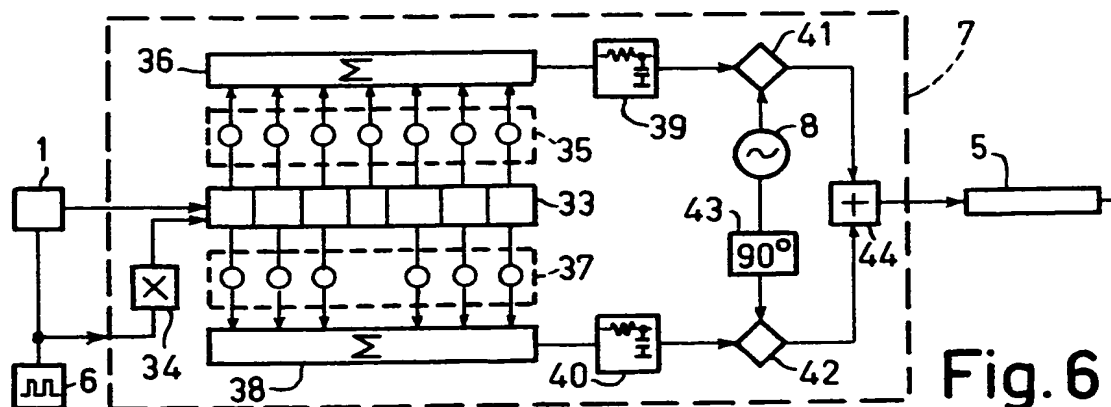


Fig. 6

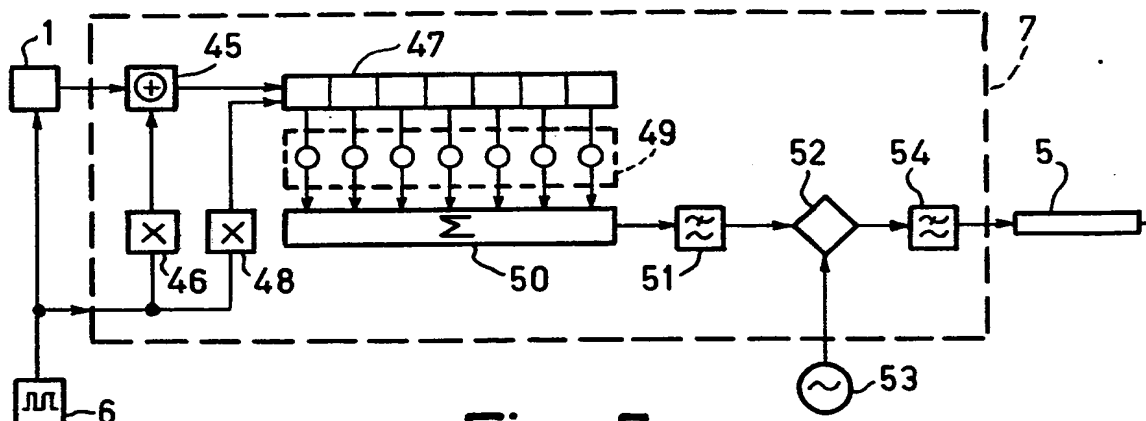


Fig. 7

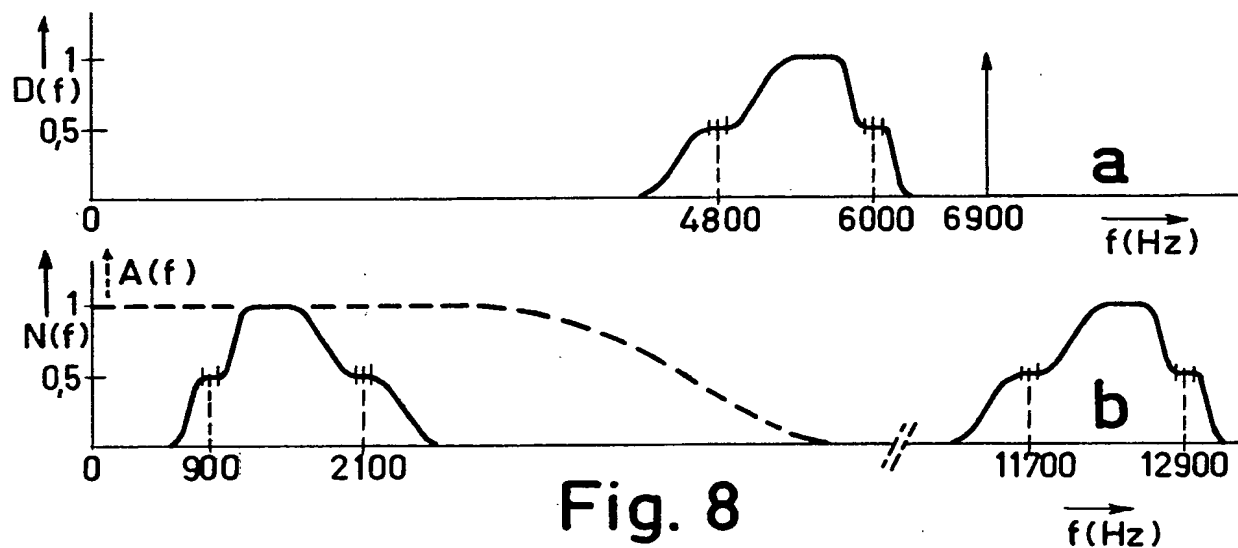


Fig. 8

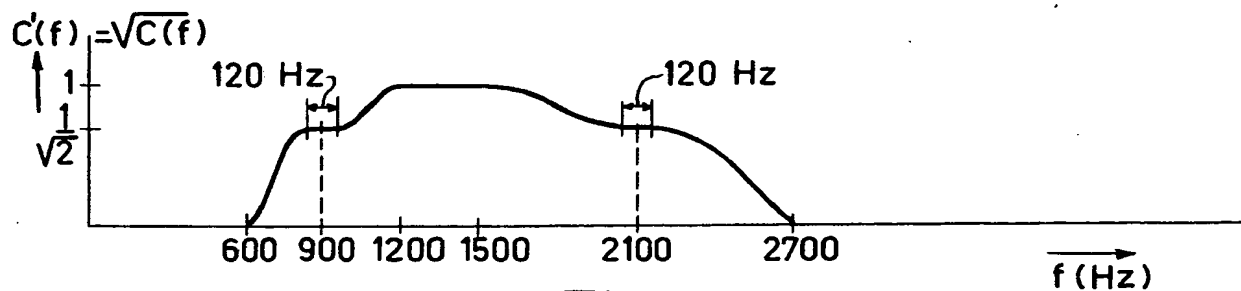


Fig. 9

609813/0808

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

This Page Blank (uspto)